

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-78391

(P2002-78391A)

(43) 公開日 平成14年3月15日 (2002.3.15)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード [*] (参考)
H 0 2 P 21/00		H 0 2 P 7/36	3 0 3 S 5 H 5 6 0
6/18		7/63	3 0 3 V 5 H 5 7 5
7/36	3 0 3	5/408	C 5 H 5 7 6
7/63	3 0 3	6/02	3 7 1 S

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2000-266003 (P2000-266003)

(22) 出願日 平成12年8月30日 (2000.8.30)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 岩路 善尚

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株

式会社日立製作所日立研究所内

(72) 発明者 遠藤 常博

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株

式会社日立製作所日立研究所内

(74) 代理人 100068504

弁理士 小川 勝男 (外2名)

最終頁に続く

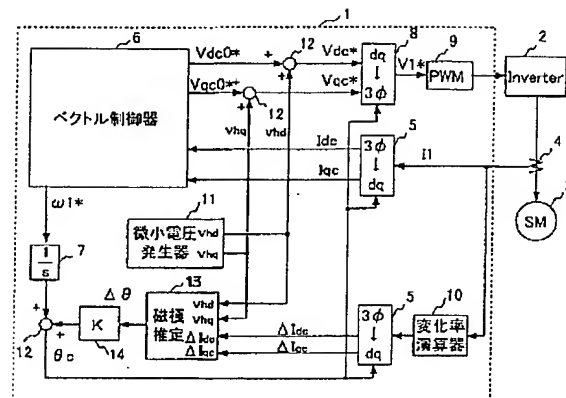
(54) 【発明の名称】 交流電動機の駆動システム

(57) 【要約】

【課題】電氣的突極性を有する交流電動機の磁極位置をセンサレスで検出する。

【解決手段】制御上の回転座標軸 (dcqc軸) 上において、dc軸、qc軸に各々任意の大きさの微小電圧変化を与え、その結果生じる電流変化率との関係から、アークタンジェントを用いて電動機の磁極軸位置を演算する。磁極軸は収斂演算を用いることなく、1回の演算で求められ、演算式も単純化されている。また、電動機を駆動するインバータ出力に含まれる高調波成分を利用し、これを微小電圧変化とみなしても、同様の結果が得られる。

図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電氣的突極性を有する交流電動機を駆動するインバータに制御信号を送る制御装置を備える交流電動機の駆動システムにおいて、

前記制御装置は、前記電動機の推定磁束軸 dc 軸及び該 dc 軸に直交する軸 qc 軸の両方の電圧指令に対し、任意の大きさの微小電圧変化を与える手段と、前記電動機に流れる電流の変化率を前記 dc 軸及び qc 軸上で観測する手段と、観測された電流変化率成分と前期微小電圧変化量に基づいて、前記電動機の磁極位置を推定し、該磁極位置に基づいてトルク電流と励磁電流を求めてベクトル制御を行うことを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 2】 請求項 1 において、前記電動機の駆動状態を示す状態量である速度、電流、電圧、トルクの指令値、あるいはそれらの検出値ないし推定値の少なくとも 1 つの量に基づいて、前記 dc 軸、qc 軸の両軸に印加する微小電圧変化の大きさ、あるいは前記両軸への配分を変更し、前記電動機内の磁極位置を推*

$$\Delta\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2 \{ (L_d + L_q) v_{hd} v_{hq} - L_d L_q (v_{hq} \Delta I_{dc} + v_{hd} \Delta I_{qc}) \}}{2 L_d L_q (v_{hd} \Delta I_{dc} - v_{hq} \Delta I_{qc}) - (L_d + L_q) (v_{hd}^2 - v_{hq}^2)} \right] \dots (16)$$

ここで、 L_d ：電動機の d 軸インダクタンス、 L_q ：電動機の q 軸インダクタンス、 v_{hd} ：dc 軸に加える微小電圧変化量、 v_{hq} ：qc 軸に加える微小電圧変化量、 ΔI_{dc} ：微小電圧変化による dc 軸電流の変化率、 ΔI_{qc} ：微小電圧変化による dc 軸電流の変化率。

【請求項 5】 請求項 1～4 のいずれかにおいて、前記インバータを駆動するために、三角波キャリアを用いたパルス幅変調制御を行うものとし、前記 dc、qc 軸上で加える前記微小電圧を、前記三角波キャリアのピークに同期して、ステップ状に変化させることを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 6】 請求項 5 において、前記電動機の電流値を検出する際に、前記三角波キャリアの正、負のピークに同期したタイミングで電流をサンプルして検出し、該電流検出値と過去の電流検出値との差分を演算する手段及び平均を演算する手段を備え、該差分演算の出力を前記電流の変化率として磁極位置を推定し、該平均演算の出力を用いて前記電動機のトルク、あるいは電流の制御を行うことを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 7】 電氣的突極性を有する交流電動機を駆動するインバータに制御信号を送る制御装置を備える交流電動機の駆動システムにおいて、前記制御装置は、前記電動機に印加される電圧を、前記電動機の推定磁束軸 dc 軸と該 dc 軸に直交する軸 qc 軸上で観測する手段と、前記電動機に流れる電流の変化率を、前記 dc 軸、qc 軸上で観測する手段と、前記 dc 軸ならびに qc 軸で観測された電動機電圧 V_{dc} 、 V_{qc} に含まれる高調波

* 定することを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 3】 電氣的突極性を有する交流電動機を駆動するインバータに制御信号を送る制御装置を備える交流電動機の駆動システムにおいて、

前記制御装置は、前記電動機の推定磁束軸 dc 軸及び該 dc 軸に直交する軸 qc 軸の一方の電圧指令に対し、任意の大きさの微小電圧変化を与える手段と、前記電動機に流れる電流の変化率を前記 dc 軸または qc 軸上で観測する手段と、観測された電流変化率成分 ΔI_{dc} または ΔI_{qc} と、前期微小電圧変化量に基づいて、前記電動機の磁極位置を推定し、該磁極位置に基づいてトルク電流と励磁電流を求めてベクトル制御を行うことを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 4】 請求項 1～3 のいずれかにおいて、前記磁極位置は、前記電動機の推定軸と実際の磁極位置との誤差角 $\Delta\theta$ を数 1 に従って演算して、推定することを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【数 1】

成分 v_{hd} 、 v_{hq} を抽出する手段と、前記 dc 軸の電流変化率成分と前記 qc 軸上の電流変化率成分及び前記高調波成分に基づいて、前記電動機の磁極位置を推定し、該磁極位置に基づいてトルク電流と励磁電流を求めてベクトル制御を行うことを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 8】 請求項 7 において、前記電動機電圧 V_{dc} 、 V_{qc} に含まれる高調波成分の抽出は、前記電動機の電圧指令と前記電動機電圧の検出値との差によって行うことを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 9】 請求項 7 において、前記電動機電圧 V_{dc} 、 V_{qc} に含まれる高調波成分の抽出は、前記電動機電圧の検出値の平均値と、前記電動機電圧の検出値の差によって行うことを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 10】 請求項 7～9 のいずれかにおいて、前記電動機の電圧指令に対し、平均値が零となる任意の高調波を印加することを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 11】 請求項 1～10 のいずれかにおいて、前記電動機に直列に微小インダクタンスを挿入し、該インダクタンスの端子電圧を持って前記電流変化率を検出し、該電流変化率を前記 dc 軸、qc 軸に座標変換して得ることを特徴とした交流電動機の駆動システム。

【請求項 12】 請求項 1～11 のいずれかにおいて、前記電動機内の実際の磁極位置と、前記推定磁束軸の誤差角が減少するように、前期制御装置内の電動機周波数を修正し、軸誤差を実質的に零に制御することを特徴と

した交流電動機の駆動システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電気的突極性を有する交流電動機の駆動システムに関し、特に電気角位置を検出するセンサを用いずに高性能な電動機制御を実現する制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】同期電動機の電気角位置を検出することなく制御する手法は、例えば、特開平7-245981、特開平8-205578等がある。どちらの方式も、同期電動機の突極性によるインダクタンスの違いに基づき、電動機内部の磁極位置を推定する。

【0003】特開平7-245981は同期電動機に交番磁界を発生させ、交番磁界に対して直交する成分の交番電流（あるいは交番電圧）を検出し、これに基づいて、電動機内部の磁極位置を推定演算する。交番電流（電圧）成分を抽出するためには、フーリエ級数展開や、バンドパスフィルタを使用する。

【0004】特開平8-205578は交番磁界を制御側から与えずに、インバータのPWM（パルス幅変調）制御に伴って発生する高調波を利用する。この高調波によって生じる電動機の電流リップルを検出し、リップルの傾きからインダクタンスを間接的に求め、電動機の固定子座標軸上で磁極軸を推定する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】特開平7-245981では、検出される交番電流（電圧）が零になるように、制御側の軸を修正することで、電動機内部の軸と制御軸とを一致させる。この時、交番磁界を発生させるための交流を注入する必要があり、それに伴うトルク脈動や騒音等が問題になる。また、電流（電圧）の検出値から、交番電流（電圧）成分を抽出するブロックが必須であるため構成が複雑であり、また、軸誤差を零にするには、ある程度の応答時間が必要になる。

【0006】また、特開平8-205578では、インバータ出力に含まれる高調波電圧成分の検出と、それに伴う電流変化率を、インバータスイッチング状態（電圧ベクトル）毎に検出し、その後、連立方程式を解く必要があり、演算が複雑になる。電流変化率を検出するための特別な検出回路が必要であり、装置も複雑になる。また、固定子座標軸上で演算を行うため、電動機を高速域で駆動した場合は、サンプリングによる誤差が無視できなくなる。

【0007】本発明の目的は、従来技術の問題点に鑑み、突極性を有する交流電動機の磁極位置を単純なアルゴリズムで推定し、高性能な電動機の駆動システムを提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成する本発

明は、突極性を有する交流電動機に対して、制御側の推定座標軸上（dc、qc軸上）で、任意の微小電圧変化を与え、それによって生じる電流変化率から、電動機の実際の磁極位置を求めることを特徴とする。

【0009】微小電圧は、電動機の駆動に影響を与えない程度の僅かなものでよく、また、正弦波、方形波に限らず、任意波形のものでよい。磁極位置を求める演算式は、制御軸から見た電圧方程式を展開することで導出でき、具体的には後述の（16）式に示す演算式となる。この演算では、収斂演算を必要とせず、直接的に軸誤差 $\Delta\theta$ を演算することができる。

【0010】また、制御軸上で微小電圧変化を与える代わりに、インバータが発生する高調波を利用することでも、前記演算式を用いることで磁極位置を直接演算することができる。インバータの出力に含まれる高調波成分を、dc軸、qc軸上で観測し、その値を微小電圧変化量とみなして、前記 $\Delta\theta$ の演算を行えばよい。

【0011】

【発明の実施の形態】図1に本発明の第一の実施形態を示すシステム構成図を示す。本システムは電気的突極性を持つ交流電動機3を駆動するインバータ2、インバータ2を制御する制御装置1からなる。電動機3の電流を検出する電流検出器4、電流検出値を制御装置1内の回転座標軸dc軸、qc軸へ座標変換するdq変換器5、電動機3の速度、あるいはトルクを制御するベクトル制御器6、電動機3の電気角周波数 ω を積分し、電気角位置 θ_c を演算する積分器7、dcqc軸上の電圧指令 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* を、三相交流の電圧指令に座標変換するdq逆変換器8、三相電圧指令に基づいて、インバータ2を制御するためのパルスを発生させるPWM発生器9、電動機3の電流変化率を演算する変化率演算器10、電圧指令に微小変化を与える微小電圧発生器11、信号を加算する加算器12、微小電圧発生器11の出力と、電流変化率 ΔI_{dc} 、 ΔI_{qc} に基づいて、磁極位置誤差 $\Delta\theta$ を演算する磁極推定器13、軸誤差 $\Delta\theta$ に基づき、制御器内の電気角位置 θ_c を補正する補正ゲイン14を有している。

【0012】次に、本実施形態の動作原理を説明する。ベクトル制御器6は電動機3の速度、あるいはトルクを制御するための制御演算を行う。電流検出器4で検出された三相交流電流は、座標変換器5により、制御器内部の回転座標軸dcqc軸上の値に変換し、電動機の磁極が存在する方向の成分を I_{dc} 、それと直交する成分を I_{qc} とし、それぞれ所定の値になるように、dc軸電圧 V_{dc0}^* 、 V_{qc0}^* の値を演算し、出力する。これらの電圧指令は、再び三相交流量に変換され、PWM発生器9において、インバータをスイッチング動作させるためのパルス信号へ変換される。インバータは、PWM発生器9の信号により駆動され、制御装置内で演算された電圧指令に相当する電圧を、電動機3に印加する。

【0013】なお、電動機3の磁極の位相： θ_c （位

置) が直接検出できる場合は、その検出位相に基づいて三相の検出電流を座標変換することができ、それにより励磁電流成分 I_{dc} とトルク電流成分 I_{qc} が得られる。

【0014】ベクトル制御器 6 は、励磁電流成分とトルク電流成分を各々独立に制御するもので、その内部には電動機 3 の速度あるいはトルクを所望の値にするための励磁電流指令やトルク電流指令が存在し、それら指令に検出値 I_{dc} 、 I_{qc} が一致するように、電圧指令 V_{dc0*} 、 V_{qc0*} の値を変化させる。なお、ベクトル制御については、参考文献：「ACサーボシステムの理論と設計の実際」：杉本英彦著、総合電子出版」などに詳しい。

【0015】上記のように、ベクトル制御を行うためには、電動機内部の磁極位置を検出する必要がある。本発明による電動機の制御装置では、磁極位置検出器を用いずに、電動機内部の磁極位置を検出する。

【0016】次に、本実施例の特徴部分である磁極位置の推定手段について説明する。微小電圧発生器 11 によって、 dq 軸及び qc 軸の電圧に微小変化を与える。この電圧変化に対する電動機電流の変動を、変化率演算器 10 にお*

*いて演算する。変化率演算器 10 では、電流検出値の微分、あるいは差分を演算することで、電流の変化率を演算する。電流変化率値は、 dq 変換器 5 により $dcqc$ 軸に変換され、 $dcqc$ 軸上の電流変化率 ΔI_{dc} 、 ΔI_{qc} になる。

【0017】磁極推定器 13 では、前記微小電圧発生器により与えられた電圧の微小変動分 v_{hd} 、 v_{hq} と、それに伴う電流の変化率 ΔI_{dc} 、 ΔI_{qc} に基づき、軸誤差 $\Delta \theta$ を演算する。 $\Delta \theta$ は、制御演算周期毎に演算され、制御器内部の電気角位相 θ_c を、補正器 14 を介して補正する。

尚、 ΔI_{dc} 、ならびに ΔI_{qc} は、座標変換後の電流値 I_{dc} 、 I_{qc} を用いて、これらの微分、あるいは差分を演算して求めてもよい。

【0018】次に、磁極推定器 13 の動作原理を、数式を用いて説明する。突極性を持つ同期電動機の電圧方程式を、電動機の磁極軸を基準とする dq 座標軸上で表現すると、(1) 式となる。

【0019】

【数 2】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + pL_d & -\omega_1 L_q \\ \omega_1 L_d & r + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_E \omega_1 \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

【0020】(1) 式において、 V_d 、 V_q はそれぞれ電動機への印加電圧、 I_d 、 I_q は、電動機電流、 r は電動機の固定子抵抗、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 ω_1 は電気角周波数、 k_E は逆起電圧定数、 p は微分演算子である。

※ 【数 3】

$$\begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + pL_{dc} + \omega_1 L_{dq} & -\omega_1 L_{qc} - pL_{dq} \\ \omega_1 L_{dc} - pL_{dq} & r + pL_{qc} - \omega_1 L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + k_E \omega_1 \begin{bmatrix} \sin \Delta \theta \\ \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \quad \dots (2)$$

ここで、 $L_{dc} = L_0 + \Delta L \cos 2\Delta \theta$

$L_{qc} = L_0 - \Delta L \cos 2\Delta \theta$

$L_{dq} = \Delta L \sin 2\Delta \theta$

ただし、 $L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$ 、 $\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2}$

【0023】さらに、(2) 式より、(3) 式が得られる。

★ 【0024】

★ 【数 4】

$$P \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_{qc} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{dc} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r + \omega_1 L_{dq} & -\omega_1 L_{qc} \\ \omega_1 L_{dc} & r - \omega_1 L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} - k_E \omega_1 \begin{bmatrix} \sin \Delta \theta \\ \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \right\} \quad \dots (3)$$

【0025】ここで、 V_{dc} 、および V_{qc} に、それぞれ微小電圧変化分 v_{hd} 、 v_{hq} を加えると、(4) 式となる。

☆ 【0026】

☆ 【数 5】

$$P \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_{qc} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{dc} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} V_{dc} + v_{hd} \\ V_{qc} + v_{hq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r + \omega_1 L_{dq} & -\omega_1 L_{qc} \\ \omega_1 L_{dc} & r - \omega_1 L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} - k_E \omega_1 \begin{bmatrix} \sin \Delta \theta \\ \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \right\} \quad \dots (4)$$

【0027】vhd、vhqにより、Idc、Iqcには微小変化が生じる。vhd、vhqの変化が短時間であり、基本波成分には寄与しないものと仮定すると、Idc、Iqcに関する状態方程式は、(5)式となる。

【0028】

【数6】

$$p \begin{bmatrix} I_{dch} \\ I_{qch} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_{qc} & L_{dqc} \\ L_{dqc} & L_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{hd} \\ v_{hq} \end{bmatrix} \quad \dots (5)$$

*

$$\begin{aligned} \Delta I_{dc} &= \frac{1}{L_d L_q} (L_{qc} v_{hd} + L_{dqc} v_{hq}) \quad 10 \\ &= \frac{1}{L_d L_q} \{ (L_0 - \Delta L \cos(2\Delta\theta)) v_{hd} + (\Delta L \sin(2\Delta\theta)) v_{hq} \} \quad \dots (6) \end{aligned}$$

【0031】

※ ※ 【数8】

$$\begin{aligned} \Delta I_{qc} &= \frac{1}{L_d L_q} (L_{dqc} v_{hd} + L_{dc} v_{hq}) \\ &= \frac{1}{L_d L_q} \{ (\Delta L \sin(2\Delta\theta)) v_{hd} + (L_0 + \Delta L \cos(2\Delta\theta)) v_{hq} \} \quad \dots (7) \end{aligned}$$

【0032】上記ΔIdc、ΔIqcは、変化率演算器10において、微分器を使用する場合には、ΔIdc=(d/dt)Idc、ΔIqc=(d/dt)Iqcである。また、差分によって求める場合には、ΔIdc={Idc(k)-Idc(k-1)}/Δt、ΔIqc={Iqc(k)-Iqc(k-1)}/Δtである。なお、Δtは差分

★をとる微小期間である。

【0033】(6)式、(7)式を整理し、Δθを求め式を導出すると、(8)式、(9)式となる。

【0034】

【数9】

$$\Delta L \sin(2\Delta\theta) = \frac{1}{v_{hq}} \{ L_d L_q \Delta I_{dc} - (L_0 - \Delta L \cos(2\Delta\theta)) v_{hd} \} \quad \dots (8)$$

【0035】

☆ ☆ 【数10】

$$\Delta L \sin(2\Delta\theta) = \frac{1}{v_{hd}} \{ L_d L_q \Delta I_{qc} - (L_0 + \Delta L \cos(2\Delta\theta)) v_{hq} \} \quad \dots (9)$$

【0036】(8)式、(9)式の右辺より、(10)式が得られる。

◆ 【0037】

◆ 【数11】

$$\begin{aligned} \cos(2\Delta\theta) &= \frac{L_d L_q (v_{hq} \Delta I_{qc} - v_{hd} \Delta I_{dc}) + L_0 (v_{hd}^2 - v_{hq}^2)}{\Delta L (v_{hd}^2 + v_{hq}^2)} \\ &= \frac{2 L_d L_q (v_{hq} \Delta I_{qc} - v_{hd} \Delta I_{dc}) + (L_d + L_q) (v_{hd}^2 - v_{hq}^2)}{(L_d - L_q) (v_{hd}^2 + v_{hq}^2)} \quad \dots (10) \end{aligned}$$

【0038】同様に、(6)式、(7)式より、(11)式、(12)式が得られる。

* 【0039】

* 【数12】

$$\Delta L \cos(2\Delta\theta) = L_0 - \frac{L_d L_q \Delta I_{dc} - \Delta L \sin(2\Delta\theta) v_{hq}}{v_{hd}} \quad \dots (11)$$

【0040】

【数13】

$$\Delta L \cos(2\Delta\theta) = -L_0 + \frac{L_d L_q \Delta I_{qc} - \Delta L \sin(2\Delta\theta) v_{hd}}{v_{hq}} \quad \dots(12)$$

【0041】(11)式、(12)式の右辺より、(1 * 【0042】
3) 式が得られる。 * 【数14】

$$\begin{aligned} \sin(2\Delta\theta) &= \frac{1}{\Delta L} \frac{L_d L_q (v_{hq} \Delta I_{dc} + v_{hd} \Delta I_{qc}) - 2L_0 v_{hd} v_{hq}}{v_{hd}^2 + v_{hq}^2} \\ &= \frac{2}{L_d - L_q} \frac{L_d L_q (v_{hq} \Delta I_{dc} + v_{hd} \Delta I_{qc}) - (L_d + L_q) v_{hd} v_{hq}}{v_{hd}^2 + v_{hq}^2} \quad \dots(13) \end{aligned}$$

【0043】(10)式、(13)式より、(14)式が得 ※ 【0044】
られる。 ※ 【数15】

$$\begin{aligned} \tan(2\Delta\theta) &= \frac{\sin(2\Delta\theta)}{\cos(2\Delta\theta)} = \frac{\frac{2}{L_d - L_q} \frac{L_d L_q (v_{hq} \Delta I_{dc} + v_{hd} \Delta I_{qc}) - (L_d + L_q) v_{hd} v_{hq}}{v_{hd}^2 + v_{hq}^2}}{\frac{2}{L_d - L_q} \frac{L_d L_q (v_{hq} \Delta I_{qc} - v_{hd} \Delta I_{dc}) + \frac{1}{2}(L_d + L_q)(v_{hd}^2 - v_{hq}^2)}{v_{hd}^2 + v_{hq}^2}} \\ &\quad \dots(14) \end{aligned}$$

【0045】(14)式で、分母、分子には共通の項があり約分できるが、 $2\Delta\theta$ をアークタンジェントで求める際には、分母・分子の符号に注意する必要がある。分母・分子の符号を無視した場合は、 $\pm 90^\circ$ の範囲でしか $2\Delta\theta$ が求められず、結局 $\Delta\theta$ は、 $-45^\circ \leq \Delta\theta \leq 45^\circ$ の範囲になってしまう。(14)式において、 $2/(L_d - L_q)$ ★

★q)の項は、逆突極型の同期電動機の場合は、 $L_q > L_d$ であるので、「負」になる。よって、分母・分子にマイナスを乗じ、(14)式を(15)式のように書き改める。

【0046】
【数16】

$$\tan(2\Delta\theta) = \frac{2\{(L_d + L_q)v_{hd}v_{hq} - L_d L_q (v_{hq} \Delta I_{dc} + v_{hd} \Delta I_{qc})\}}{2L_d L_q (v_{hd} \Delta I_{dc} - v_{hq} \Delta I_{qc}) - (L_d + L_q)(v_{hd}^2 - v_{hq}^2)} \quad \dots(15)$$

【0047】よって、 $\Delta\theta$ を演算する(16)式が得ら ☆ 【0048】
れる。 ☆ 【数17】

$$\Delta\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2\{(L_d + L_q)v_{hd}v_{hq} - L_d L_q (v_{hq} \Delta I_{dc} + v_{hd} \Delta I_{qc})\}}{2L_d L_q (v_{hd} \Delta I_{dc} - v_{hq} \Delta I_{qc}) - (L_d + L_q)(v_{hd}^2 - v_{hq}^2)} \right] \quad \dots(16)$$

【0049】(16)式を用いて $\Delta\theta$ を演算する際に、大括弧内の分母、分子の符号を考慮して演算すれば、 $\Delta\theta$ は $\pm 90^\circ$ の範囲で演算することができる。なお、電動機が、逆突極でない場合は、(16)式の大括弧内の分母、分子にマイナスを乗ずればよい。(16)式は v_{hd} 、 v_{hq} と、それによって生じる電流変化の関係で決まる一般式であるので、 v_{hd} と v_{hq} がどのような値であっても、 $\Delta\theta$ を演算することができる。

【0050】図3に、dc軸を例に、微小電圧 v_{hd} と、 I_{dc} 波形、ならびに ΔI_{dc} の波形を示す。図の T_{id} は、制御演算周期であり、微小電圧変化の最小幅になる。磁極推定器13では、加えた微小電圧と、その結果生じた電流変化率から、(16)式を用いて $\Delta\theta$ を演算する。 $\Delta\theta$ が求

まれば、制御器内の電気角位相 θ_c を修正することで、電動機内の磁極位置 θ に θ_c を一致させることができる。直接 θ_c を補正することもできるが、図1に示す補償ゲイン14を介して θ_c を修正することで、推定演算の応答時間や安定性を任意に設定できるようになる。

【0051】以上、本発明の第1の実施例によれば、微小電圧発生器11によってdcq軸上の電圧指令に微小変化を与え、これにより電動機に流れる電流の変化率と微小電圧変化に基づいて、磁極位置を(16)式による簡単なアルゴリズムで、短時間に求めることができる。

【0052】次に、本発明による第2の実施形態について説明する。上記の(16)式は、軸誤差を求める一般式である。該式より、 v_{hd} 、あるいは v_{hq} のいずれか一方

が値を持っていれば、磁極位置を演算できることがわかる。これより、(16)式はvhd、vhqのどちらか一方を常時、零としても成立し、 $\Delta\theta$ を演算することができる。vhd、vhqは、微小な値とは言え、電動機に対しては外乱信号であり、トルク脈動や損失を少しでも低減するためには、必要最小限の量に制限したい。

【0053】(16)式において、vhq=0とおくと、(17)式ようになる。

【0054】

【数18】

$$\Delta\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{-\Delta I_{qc}}{\Delta I_{dc} - \frac{L_d + L_q}{2L_d L_q} v_{hd}} \quad \dots (17)$$

【0055】また、vhd=0とすると、(18)式のようにになる。

【0056】

【数19】

$$\Delta\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{-\Delta I_{dc}}{-\frac{L_d + L_q}{2L_d L_q} v_{hq} - \Delta I_{qc}} \quad \dots (18)$$

【0057】(17)式、(18)式を用いれば(あるいは数16のままで)、一方の軸にのみ微小電圧変化を与えることで、 $\Delta\theta$ を演算することが可能である。本実施例によれば、dc軸またはqc軸の一方にのみ電圧変化を与えることで、磁極位置を求めることができるので、より簡単になり、かつ電動機への影響が低減できる。

【0058】次に、本発明による第3の実施形態について説明する。図4は第3の実施形態による電動機駆動システムの構成図である。部品番号1~14は、図1における同じ番号のものと同一のものである。ゲイン制御器15は、電動機の電気角周波数 ω_1 、ならびに I_{qc} に基づいて、vhd、vhqの大きさ、あるいは配分を変える。可変ゲイン16は、vhdの大きさをゲイン制御器15の出力に基づいて制限(あるいは増幅)する。可変ゲイン17は、vhqの大きさをゲイン制御器15の出力に基づいて制限(あるいは増幅)する。

【0059】図4における実施形態では、電動機の負荷状態、ならびに回転速度(ω_1 に比例)に従って、dc軸、ならびにqc軸に加える微小電圧の量を変えている。軸誤差が大きくなるのは、負荷変動が生じた場合、あるいは速度変化が生じた場合であり、それ以外の定常状態では軸誤差は生じない。よって、定常状態では、可変ゲインGd、Gqの値を小さくし、電圧の微小変化を与えず、軸誤差が生じる条件の時(負荷変動や速度変動)のみ、vhd、vhqを加えるようにする。vhd、vhqは、電動機に対しては外乱であり、トルク脈動や、高調波電流による損失増大につながるため、必要最小限に制御した方がよい。

【0060】また、vhqは直接トルク脈動の原因となるため、電動機を低速で静音運転をしたい場合には、極値を小さくした方がよい。そのような場合は、vhqの印加を止め、vhdのみで軸誤差を演算してもよい。

【0061】以上、第3の実施形態に従えば、電動機の運転状態に応じた最適な磁極位置推定が可能になる。なお、図4のゲイン設定器では、 I_{qc} の検出値、ならびに ω_1 に基づいて、Gd、Gqのゲインを変化させているが、これらの状態量の変わりに、他の状態量(速度、電流、電圧、トルク)に基づいて、Gd、Gqを変化させるようにしてもよい。

【0062】次に、本発明による第4の実施形態について説明する。本発明の第2の実施形態によると、電圧変化をdc、qc軸の一方の軸にのみ与えれば、軸誤差を演算することができる。しかし、演算式である(17)式、(18)式を解くには、アークタンジェントを計算する必要があり、低コストのマイコンを用いる場合には、計算処理上の問題がある。そこで、演算処理を簡略化する軸誤差演算方式について説明する。

20 【0063】(9)式において、vhq=0とし(dc軸のみに電圧変化)、軸誤差 $\Delta\theta$ が十分小さいものとする、(19)式が得られる。

【0064】

【数20】

$$\sin(2\Delta\theta) \approx 2\Delta\theta = \frac{2L_d L_q}{L_d - L_q} \frac{\Delta I_{qc}}{v_{hd}} \quad \dots (19)$$

【0065】よって、 $\Delta\theta$ は(20)式となり、極めてシンプルな演算式となる。

30 【0066】

【数21】

$$\Delta\theta = \frac{L_d L_q}{L_d - L_q} \frac{\Delta I_{qc}}{v_{hd}} \quad \dots (20)$$

【0067】qc軸にのみ電圧変化を与える場合も、同様の式になる。(20)式に従えば、演算処理をより簡略化でき、高速な磁極位置推定が実現できるようになる。

【0068】次に、本発明による第5の実施形態について説明する。本発明による電動機駆動システムでは、インバータをPWM発生器9の発生するパルス信号で制御する。パルス信号は三角波キャリアと、三相電圧指令とを比較することで生成される。

【0069】これまで説明してきた実施形態では、任意の微小電圧変化をdc、qc軸上で与えるものとしてきたが、この微小電圧変化は、前記の三角波キャリアに対して、一定の関係を持たせた方が、磁極推定を行う上で都合がよい。

50 【0070】図5に、三角波キャリアetとvhd、Idcの関係を示す。パルス作成時の電圧指令は、三角波キャリアの正のピークから負のピーク、あるいは負のピークから

正のピーク間毎に変化するのが理想的と言われている。これは、電圧指令をパルス幅に変換する際の最小単位がキャリアの半周期であるため、この周期がずれると波形のひずみや、電圧指令とPWMパルスの間の誤差が増加する。よって、vhdを加える場合も、図5のように、三角波キャリアの正負のピークで変化するように与えれば、vhdとして加えたい電圧が、より精度よく電動機に印加されることになる。

【0071】また、この場合、微小電圧変化の影響による I_{dc} の変動成分(ΔI_{dc})は、図5の下の波形のようになる。検出したいのは、vhd (vhq) による電流変化成分であり、それには三角波キャリアのピークに同期して電流を制御器内に取り込み、前回の値との差分を取れば求められる。三角波キャリアのピークに同期することで、PWMパルスによるリップル成分は排除でき、印加した微小電圧による電流変化分のみを短い周期で抽出できるようになる。

【0072】次に、本発明による第6の実施形態について説明する。これまでの実施形態で説明したように、磁極位置を推定するためには、電圧指令に微小変化を与える必要がある。これを連続的に行うには、例えば、図5に示すような三角波に同期した方形波を用いればよい。ただし、方形波を印加し続けることは、電動機に余分な高調波を流すこととなり、電動機のトルク脈動や、高調波による損失の増加などの影響が生じる。さらに、電流検出値にも高調波が重畳されていることになり、これを使ってベクトル制御を行うと、さらにトルク脈動を増加させたり、場合によってはベクトル制御系が不安定になる恐れがある。第6の実施形態はこれらの問題を解決するものである。

【0073】図6は、第6の実施形態による電動機駆動システムの構成図である。図6では、微小電圧を三角波キャリアに同期した方形波(図5)で与えているものとする。図において、遅延器18は、 I_{dc} 、 I_{qc} の検出値を1サンプル周期遅らせる。比例ゲイン19はゲインが $1/2$ 、比例ゲイン20はゲインが $1/T_{id}$ である。

【0074】図6のブロックに従うと、 I_{dc} 、 I_{qc} は、それぞれ1サンプル遅れの信号との差分、ならびに平均値が演算されることがわかる。平均値 I_{dc}' 、 I_{qc}' はベクトル制御器へ検出値として用いられ、差分は、 ΔI_{dc} 、 ΔI_{qc} として磁極推定演算が行われる。この結果、 I_{dc}' 、 I_{qc}' には、ベクトル制御に不要なリップル成分が削除され、理想的な制御演算が行える。一方、差分により求めた ΔI_{dc} 、 ΔI_{qc} は、そのまま磁極推定演算に使用できるようにする。

【0075】次に、本発明による第7の実施形態について説明する。図7は第7の実施形態による電動機駆動システムの構成図である。図において、部品番号1~14は、これまでの実施形態の説明に用いた部品と同一のものである。高調波抽出器20は、 V_{dc} 、 V_{qc} に含まれる微小

電圧変化成分を抽出する。破線で囲まれたブロック21は、他の制御ブロックに比べて制御演算周期が短く、高速で処理されるものとする。

【0076】これまでの実施形態では、vhd、あるいはvhqを電圧指令に加算していたが、本実施形態ではそのブロックは削除されている。代わりに、PWM発生器9の出力を座標変換し、 V_{dc} 、 V_{qc} を得ている。インバータ出力(PWM波形)には、本来高調波が含まれているため、その高調波成分を利用することで、これまでの発明に使用してきたvhd、vhqの代用をさせる。この結果、微小電圧発生器が不要になり、微小電圧によるトルク脈動、高調波損失などの問題を解決できる。

【0077】高調波抽出器20では、PWM波形から得られた V_{dc} 、 V_{qc} に含まれる高調波成分のみを抽出する。図8に、qc軸の動作波形を示す。 V_{qc} は、図のように直流成分(点線)に高調波が加算されたような波形になる。この波形から、高調波成分のみを抽出すると、同図のvhqのようになる。

【0078】高調波成分の抽出には、例えば、図9のようなブロックを用いればよい。 V_{dc} 、 V_{qc} の平均を演算するブロックと、 V_{dc} 、 V_{qc} そのものの値との差を演算することで、高調波成分が得られる。

【0079】この時、 I_{qc} の波形は、図8に示すようなPWM波形によるリップル成分のみを含むものとなり、電流変化率は、同図の ΔI_{qc} のようになる。図8を見ればわかるように、vhqはキャリア周期の半周期内で変化する「任意の微小電圧変化」とみなせるため、磁極推定器13がそのまま活用できる。これら以外の処理は、図1の実施形態と同じである。

【0080】本実施例によれば、回転座標軸(dcqc軸)上ですべての演算が行えるため、回転数が増加しても、サンプリング誤差が増加することはない。また、磁極推定演算も、(16)式に示す単純な演算ができる。

【0081】なお、PWM波形の座標変換は、インバータの出力電圧を直接検出してもよく、その方が演算精度は向上する。また、電流変化率は、変化率演算器を用いずに、電流検出値を座標変換し、その後、差分を取っても同様に求めることができる。

【0082】次に、本発明による第8の実施形態について説明する。図10は第8の実施形態による電動機駆動システムの構成図である。図7の制御ブロック21の代わりに、制御ブロック22が用いられている。ここでは、高調波抽出器20が削除されており、代わりに電圧検出値と指令値の差の演算が行われている。電圧指令が、PWMパルスの基本波成分にほぼ一致するため、このように簡略化できる。本発明により、より高速な演算処理が実現できるようになる。

【0083】次に、本発明による第9の実施形態について説明する。図11は第9の実施形態による電動機駆動システムである。図10のものに対し、微小電圧発生器

11が付加されている。PWM波形に含まれる高調波は、電圧指令の大きさ(絶対値)に依存し、電圧指令の絶対値が小さい場合には、高調波成分も小さくなる。その場合は、電流の変化も少なくなり、高調波電圧の抽出、電流変化率の検出そのものが非常に困難になる。

【0084】よって、PWM波形に含まれる高調波が小さい領域(例えば、電動機の低速回転時)において、図11のようにvhd、vhqを電圧指令に加算するようにし、敢えて、PWM波形に含まれる高調波を増加させる。この結果、回転速度の広い範囲にわたって、磁極位置推定が精度よく実行できるようになる。

【0085】次に、本発明による第10の実施形態について説明する。これまでの実施形態では、電流変化率の検出の際に、微分や差分などのブロックを用いた。しかしながら、微分器はノイズの影響を受けやすい。また、差分演算を行うには、ある程度大きな電圧変化を与える必要があり、その場合は高調波電流が増加する問題がある。特に、図7、図10、図11の実施例の場合には、電流変化率を高速で演算する必要があり、推定精度を高めるためには、電流変化率を精度よく検出する必要がある。

【0086】図12は、電流変化率の検出を簡単に実現するための回路である。電流検出器と同様に、電動機と直列に微小インダクタンスを挿入する。インダクタンスの両端の電圧は、電流変化率に比例するため、微小インダクタンスの端子電圧を計測し、制御器内に取り込めば、電流変化率を直接検出できる。この電流変化率センサを、これまでの実施形態に採用することで、電流変化率を精度よく、瞬時に(差分を演算することなく)検出できるようになる。

【0087】なお、微小インダクタンスを挿入する代わりに、インバータ内のブスバーに寄生する微小インダクタンス分や、スイッチングデバイスのモジュール内に寄生する微小インダクタンスを利用しても、同様の結果が得られる。その場合、インダクタンスを挿入する必要がなくなり、回路がより簡略化される。

【0088】次に、本発明による第11の実施形態について説明する。図13に本実施形態によるシステム構成を示す。これまでの実施形態では、磁極推定器の出力 $\Delta\theta$ を用いて、補正ゲインを介して直接 θ_c を補正していた。

【0089】図13の実施形態では、 θ_c を補正する代わりに、 ω_1^* を補正している。これは、軸誤差が生じた場合に、電気角周波数を補正することで、 θ_c を θ に一致させようというものであり、一種のPLLのような動作

をする。この場合、ブロック7の積分器の入力が電動機速度の推定値になる。速度推定も同時に実現できるようになる。

【0090】

【発明の効果】本発明の交流電動機の駆動システムでは、電動機の回転位置検出器を備えることなく、磁極位置の推定演算が可能となる。磁極位置推定には、任意の微小電圧変化を制御軸上で与えればよく、加えた微小電圧変化と、その結果生じる電流変化率とを用いることで、簡単な数式で軸誤差を演算できる。この結果、複雑な検出値の処理や、連立方程式の演算などは必要なく、高性能な電動機の制御が実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態による交流電動機の駆動システムの構成図。

【図2】電動機の座標軸dq軸と制御器内の座標軸dcqc軸の関係を示すベクトル図。

【図3】印可する微小電圧変化と、それに伴う電流、電流変化率の波形を示す図。

【図4】本発明の第3の実施形態による交流電動機の駆動システムの構成図。

【図5】本発明の第5の実施形態に関する電圧及び電流波形を示す図。

【図6】本発明の第6の実施形態による交流電動機の駆動システムの構成図。

【図7】本発明の第7の実施形態による交流電動機の駆動システムの構成図。

【図8】第7の実施形態における電圧、電流、電流変化率の波形を示す図。

【図9】第7の実施形態における高調波抽出器の構成図。

【図10】本発明の第8の実施形態による交流電動機の駆動システムの構成図。

【図11】本発明の第9の実施形態による交流電動機の駆動システムの構成図。

【図12】本発明の第10の実施形態における電流変化率センサの構成図。

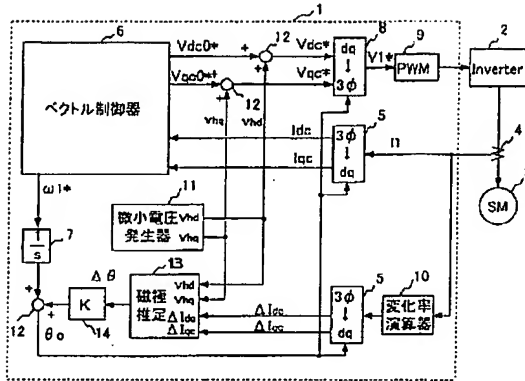
【図13】本発明の第11の実施形態による交流電動機の駆動システムの構成図。

【符号の説明】

1…制御装置、2…インバータ、3…電動機、4…電流検出器、5…dq変換器、6…ベクトル制御器、7…積分器、8…dq逆変換器、9…PWM発生器、10…変化率演算器、11…微小電圧発生器、12…加算器、13…磁極推定器、14…補正ゲイン。

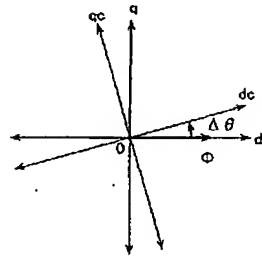
【図1】

図 1



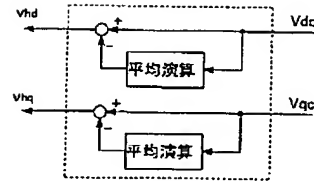
【図2】

図 2



【図9】

図 9

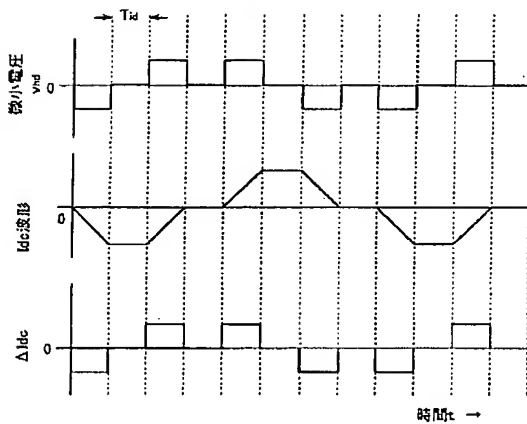


【図4】

図 4

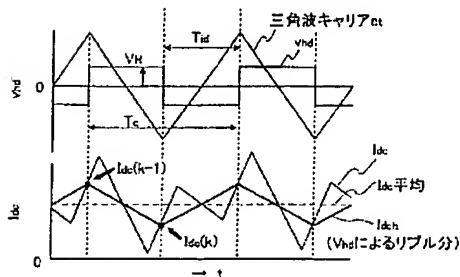
【図3】

図 3



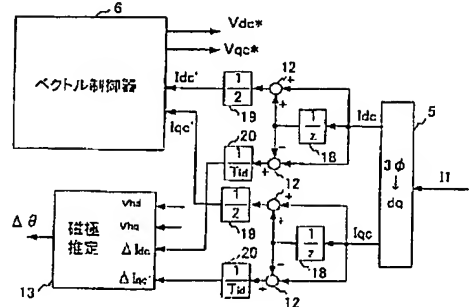
【図5】

図 5



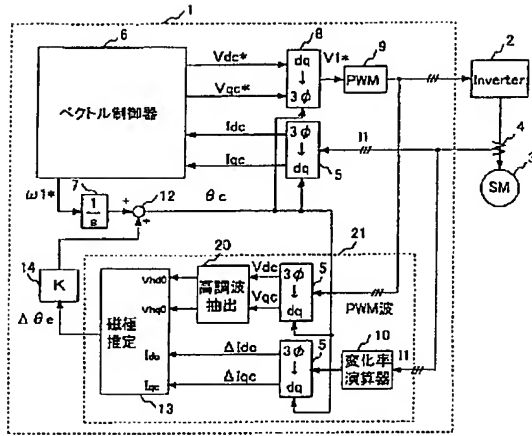
【図6】

図 6



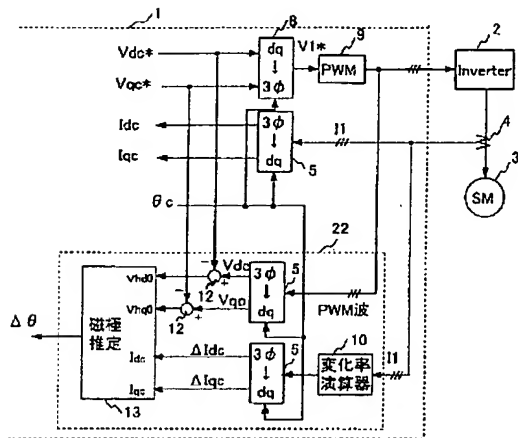
【図7】

図 7



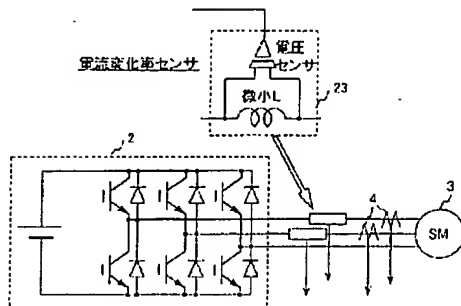
【図10】

図 10



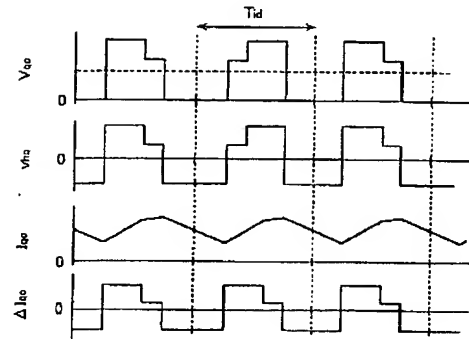
【図12】

図 12



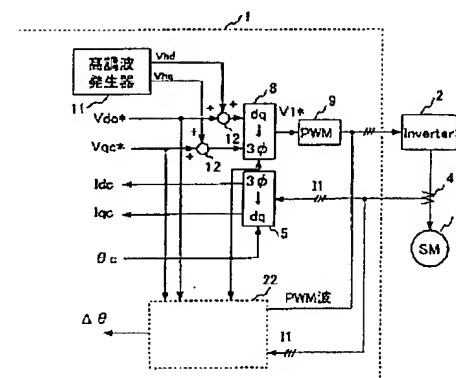
【図8】

図 8



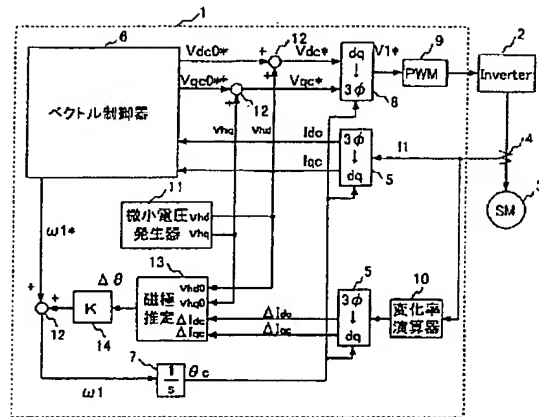
【図11】

図 11



【図13】

図 13



フロントページの続き

(72)発明者 藤井 洋

千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号
株式会社日立製作所産業機器グループ内

(72)発明者 安藤 達夫

東京都千代田区神田須田町一丁目15番1号
株式会社日立空調システム内

Fターム(参考) 5H560 BB04 DA14 DC12 EB01 XA02

XA12 XA13

5H575 BB03 BB06 DD03 DD06 EE07

GG04 HB01 JJ03 JJ04 JJ22

JJ25 LL22 LL31

5H576 DD05 EE01 EE11 GG04 GG06

GG08 HB01 JJ04 JJ22 JJ25

JJ29 LL12 LL22 LL34 LL41

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.